



0400 08.20-01

#2

Docket No.: L&L-I0020

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service as First Class Mail in an envelope addressed to the Assistant Commissioner for Patents, Washington, D.C. 20231, on the date indicated below.

By: Markus Nollf Date: August 22, 2001

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant : Markus Hammes et al.
Applic. No. : 09/925,166
Filed : August 8, 2001
Title : Demodulation Method and Demodulator for CPFSK-Modulated Signals

CLAIM FOR PRIORITY

Hon. Commissioner of Patents and Trademarks,
Washington, D.C. 20231

Sir:

Claim is hereby made for a right of priority under Title 35, U.S. Code, Section 119, based upon the German Patent Application 100 38 681.4, filed August 8, 2000.

A certified copy of the above-mentioned foreign patent application is being submitted herewith.

Respectfully submitted,

Markus Nollf
For Applicants

MARKUS NOLFF
REG. NO. 37,006

Date: August 22, 2001

Lerner and Greenberg, P.A.
Post Office Box 2480
Hollywood, FL 33022-2480
Tel: (954) 925-1100
Fax: (954) 925-1101

/kf



BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND



CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

BEST AVAILABLE COPY

Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

Aktenzeichen: 100 38 681.4

Anmeldetag: 8. August 2000

Anmelder/Inhaber: Infineon Technologies AG, München/DE

Bezeichnung: Demodulationsverfahren und Demodulator für
CPFSK-modulierte Signale

IPC: H 04 L 27/14

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 31. Juli 2001
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
Im Auftrag

Jerofsky

Beschreibung

Demodulationsverfahren und Demodulator für CPFSK-modulierte Signale

5

Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Einrichtung zum Schätzen einer Folge von Datensymbolen, die CPFSK-moduliert und über einen gestörten Kanal übertragen wird.

- 10 Es sind eine Vielzahl von digitalen Modulationsarten bekannt, denen amplitudenumtastende (ASK: Amplitude Shift Keying), frequenzumtastende (FSK: Frequency Shift Keying) oder phasen-
- 15 umtastende (PSK: Phase Shift Keying) Verfahren sowie Mischformen derselben zugrunde liegen. Bei digitalen Kommunikationssystemen werden aus Gründen der Frequenzökonomie häufig sogenannte CPM-Modulationsarten (CPM: Continuous Phase Modulation) mit stetiger Phase verwendet. FSK mit stetiger Phase wird als CPFSK (Continuous Phase FSK) bezeichnet. Ein Beispiel hierfür ist das Gaußsche-Minimum-Shift-Keying (GMSK),
- 20 welches beispielsweise im paneuropäischen Mobilfunkstandard GSM (Global System for Mobile Communications) zum Einsatz kommt.

- 25 Die originär nichtlineare CPFSK-Modulation kann näherungsweise als lineare Modulation beschrieben werden. Die dieser Eigenschaft zugrundeliegende lineare Näherung ist in dem Artikel "Exact and Approximate Construction of Digital Phase Modulations by Superposition of Amplitude Modulated Pulses (AMP)" von Pierre A. Laurent, IEEE Trans. Commun., Bd. COM-34
- 30 (1986), Seiten 150-160, angegeben.

- Die Demodulation eines über einen verzerrungs- und störungsfreien Kanal übertragenen CPFSK-modulierten Datensignals ist z.B. in dem Buch "Nachrichtenübertragung" von K. D. Kammeyer,
- 35 B. G. Teubner Verlag, Stuttgart 1996, Kapitel 12.1.5, Seiten 422 und 423, beschrieben. Bei einem Modulationsindex η von 0,5 oder einem Vielfachen von 0,5 müssen lediglich die Inpha-

sal- und Quadraturzweige des Empfangssignals alternierend (wegen des 90° Phasenversatzes zwischen diesen Zweigen) abgetastet und die erhaltenen Abtastwerte mit den entsprechenden komplexwertigen Darstellungen der der linearen Näherung zugrundeliegenden CPFSK-Ersatzsymbole verglichen werden. Als das der Modulation zugrundeliegende Datensymbol wird dasjenige der möglichen Datensymbole bestimmt, dessen komplexwertiges Ersatzsymbol (unter der Annahme einer bekannten Anfangsphase) den beiden gemessenen Abtastwerten (Real- und Imaginärteil) am nächsten kommt.

Dieses kohärente Demodulationsverfahren für CPFSK-Signale läßt sich ohne Probleme auf rationale Modulationsindizes $\eta = m_1/m_2$ (wobei m_1 und m_2 ganzzahlig sind) verallgemeinern, da bei rationalen Modulationsindizes stets eine endliche Anzahl von Zuständen der Ersatzsymbole existiert, so daß die Demodulation (weiterhin) allein durch einen Vergleich der Abtastwerte mit dem endlichen Modulationsalphabet der Ersatzsymbole erfolgen kann.

20

Für nicht rationale Modulationsindizes η gibt es indes kein endliches Modulationsalphabet der Ersatzsymbole mehr. Dies hat zur Folge, daß das herkömmliche Verfahren zur kohärenten CPFSK-Demodulation nicht mehr durchführbar ist.

25

Für einen verzerrenden Übertragungskanal, bei dem Intersymbolinterferenz (ISI) bei der Demodulation berücksichtigt werden muß, gilt Gleiches: Solange ein rationaler Modulationsindex η verwendet wird, gelingt die Demodulation des über den gestörten Kanal übertragenen Datensignals z.B. mittels des bekannten Viterbi-Algorithmus (VA). Beim VA (der im folgenden noch näher erläutert wird), wird entsprechend der Mächtigkeit des Ersatzsymbolalphabets und des Grades der Berücksichtigung der ISI (d.h. der Länge L des Kanalgedächtnisses) ein Zustandsdiagramm (sogenanntes Trellis-Diagramm) aufgestellt und die gesendete Datenfolge als kürzester Pfad durch das Trellis-Diagramm ermittelt. Sofern der Modulationsindex η eine

35

irrationale Zahl ist, wird die Realisierung bzw. Implementierung des VA jedoch unmöglich, weil eine unendlich große Anzahl von Trellis-Zuständen berücksichtigt werden müßte.

- 5 Eine weitere Schwierigkeit bei der Demodulation eines über einen gestörten, ISI-behafteten Kanal übertragenen Datensignals besteht in dem Vorhandensein von unbekannten Parametern im Empfänger. Das Vorhandensein unbekannter Parameter im Empfänger ist eine generelle Problematik, d.h. nicht auf die
- 10 hier betrachtete CPFSK-Modulationsform begrenzt. Bei unbekannten Parametern kann es sich sowohl um Kanalparameter (z.B. die Kanalimpulsantworten) als auch um Funktionsparameter des Senders handeln. Zur Schätzung unbekannter Parameter (bzgl. des Sender- und/oder Kanalzustands) bei der VA-Demo-
- 15 dulation im Empfänger sind verschiedene Verfahren bekannt. Die klassische Vorgehensweise wird durch die DFE-(Decision Feedback Equalization-) Techniken repräsentiert. Dabei werden für alle möglichen Übergänge zwischen zwei aufeinanderfolgenden Zeitschritten im Trellis, für die Übergangsmetriken zu be-
- 20 rechnen sind, die gleichen, geschätzten (unvollständig bekannten) Parameter herangezogen, und die Schätzung dieser universellen Parameter wird anhand einer rückgekoppelten, um einige Zeitschritte verzögert vorliegenden, "vorläufigen" Folge von demodulierten Datensymbolen getroffen, die - je
- 25 nach gewählter Verzögerung - bereits mehr (große Verzögerung) oder weniger (geringe Verzögerung) gut der gesuchten Folge von Datensymbolen entspricht. Auf die bekannten DFE-Techniken wird hier nicht weiter eingegangen, es sei jedoch erwähnt, daß ein Hauptproblem dieser Technik darin besteht, daß die
- 30 Schätzung von unbekannten Parametern unter Verwendung rückgekoppelter "vorläufiger" Ergebnisdaten bei Wahl einer kurzen Verzögerung kritisch ist, weil die Fehlerrate der vorläufigen Ergebnisdaten dann noch zu hoch sein kann, und bei Wahl einer längeren Verzögerungszeit unbefriedigend werden kann, weil
- 35 dann die geschätzten Parameter (z.B. Kanalimpulsantworten) zum Zeitpunkt ihrer Schätzung bereits überholt sind.

Eine andere Möglichkeit zur Durchführung des VA bei Vorhandensein von unbekannten Parametern ist in US 5,432,821 beschrieben. Dieses als Per-Survivor Processing (PSP) bezeichnete Verfahren beruht auf der Idee, für jeden im Trellis-

5 Diagramm verfolgten und schrittweise fortgeführten Pfad eine gesonderte oder individuelle Schätzung der unbekannten Parameter basierend auf Größen, die nur diesem betrachteten Pfad zugeordnet sind - und daher zum Zeitpunkt der Schätzung bereits berechnet sind - vorzunehmen und bei der Berechnung der
10 Übergangsmetriken zu berücksichtigen. Diese Vorgehensweise, die in US 5,432,821 für das Beispiel der Schätzung von Kanalparametern erläutert wird, hat den Vorteil, daß keine zeitverzögerte Sequenz von vorläufig entschiedenen Ergebnisdaten berechnet und rückgekoppelt werden muß.

15

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren sowie eine Einrichtung zur Demodulation einer Folge von Datensymbolen eines CPFSK-modulierten und über einen gestörten Kanal übertragenen Datensignals zu schaffen, das senderseitig die
20 Verwendung eines beliebigen, z.B. auch nicht rationalen Modulationsindex gestattet.

Zur Lösung der Aufgabenstellung sind die Merkmale der unabhängigen Ansprüche vorgesehen.

25

Gemäß der Erfindung wird für die Berechnung des Übergangsmetrikwertes für einen Zustandsübergang zwischen den Zeitschritten n und $n+1$ ein erster Schätzwert für das im vorhergehenden Zeitschritt $n-1$ bei der linearen Näherung der CPFSK auftretende Ersatzsymbol herangezogen. Es wird also im Zeitschritt n der Zustand des Senders im Zeitschritt $n-1$ geschätzt und die Berechnung eines rekonstruierten Signalwertes auf der Basis dieses geschätzten Senderzustands durchgeführt. Diese erfindungsgemäße Vorgehensweise wird im folgenden als
35 TST (Transmitter State Tracking) bezeichnet.

Beim TST ist das Vorhandensein eines endlichen Modulationsalphabets nicht erforderlich, da der (einen Zeitschritt zurückliegende) Senderzustand (d.h. das entsprechende Ersatzsymbol) geschätzt wird. Das erfindungsgemäße Verfahren ist somit auch
5 für die Verwendung von irrationalen Modulationsindizes geeignet.

Vorzugsweise erfolgt die Ermittlung des ersten Schätzwertes unter Verwendung des im vorhergehenden Zeitschritt ermittelten ersten Schätzwertes, d.h. es findet eine inkrementale Bestimmung des ersten Schätzwertes statt.
10

Eine vorteilhafte Ausführungsvariante der Erfindung kennzeichnet sich dadurch, daß zu jedem Vorgänger-Zustand eine
15 gesonderte Ermittlung eines ersten Schätzwertes durchgeführt wird, und zwar auf der Basis von auf dem zu dem betrachteten Vorgänger-Zustand führenden Pfad getroffenen Entscheidungen von Datensymbolen. D.h., der erste Schätzwert wird in diesem Fall nach der PSP-Methode ermittelt.

20

Zusätzlich zu dem ersten Schätzwert wird vorzugsweise ein zweiter Schätzwert bestimmt, der eine Phasenkorrektur des für die Berechnung des Übergangsmetrikwertes benötigten rekonstruierten Signalwertes erlaubt. Dies eröffnet die Möglichkeit, das TST-Demodulationsverfahren auch ohne eine exakte
25 Kenntnis von Einflußgrößen durchzuführen, die einen Phasenfehler des rekonstruierten Signalwertes bewirken.

Ein erstes Beispiel für eine derartige Einflußgröße ist der
30 Modulationsindex η . Ist im Empfänger der Modulationsindex η nicht oder nicht exakt bekannt, hat dies zur Folge, daß eine Phasenverschiebung zwischen dem tatsächlichen Senderzustand und dem nachgeführten, gemäß dem TST-Verfahren geschätzten Senderzustand auftritt. Da der nachgeführte Senderzustand in
35 die Berechnung des rekonstruierten Signalwertes und damit in die Berechnung des Übergangsmetrikwertes eingeht, würde dies die Demodulationsleistung beeinträchtigen. Durch die Ermitt-

lung des zweiten Schätzwertes für eine Phasenkorrektur des rekonstruierten Signalwertes wird auch im Fall eines empfängerseitig nicht oder nicht exakt bekannten Modulationsindex η eine leistungsstarke Signaldemodulation ermöglicht.

5

Ein weiteres Beispiel für eine derartige Einflußgröße ist ein Frequenz-Offset zwischen einer im Sender zum Hochmischen auf eine Trägerfrequenz verwendeten Mischfrequenz und der zum Heruntermischen verwendeten Mischfrequenz des Empfängers.

10

Dieser Frequenz-Offset, der auch durch eine Drift einer oder beider Mischfrequenzen entstehen kann, wirkt sich ebenfalls als Phasenfehler des rekonstruierten Signals aus. Somit können durch das erfindungsgemäße Konzept neben einer Unkenntnis des Modulationsindex im Empfänger auch Frequenz-Offsets bzw.

15

Frequenz-Drifts zwischen dem Sender und dem Empfänger berücksichtigt werden.

Vorzugsweise wird dieser zweite Schätzwert für den n-ten Zeitschritt durch die Berechnung der Phasendifferenz zwischen dem bei einer ACS-Operation berechneten rekonstruierten Signalwert und einem Wert eines Datensymbols des empfangenen (verzerrten und gestörten) Datensignals ermittelt. Dadurch kann in jedem Zeitschritt eine Aktualisierung des zweiten Schätzwertes erreicht und bei der Berechnung des Übergangsmetrikwertes für den entsprechenden Pfad berücksichtigt werden.

25

Die Erfindung wird nachfolgend anhand eines Ausführungsbeispiels unter Bezugnahme auf die Zeichnung beschrieben; in dieser zeigt:

30

Fig. 1 ein Blockschaltbild zur Erläuterung der prinzipiellen Struktur eines digitalen Übertragungssystems;

35

Fig. 2 ein Blockschaltbild zur Erläuterung der Funktionsweise eines binären CPFSK-Modulators nach dem Stand der Technik;

Fig. 3 ein Blockschaltbild zur Erläuterung der Grundstruktur eines kohärenten CPFSK-Demodulators;

5 Fig. 4a eine Zeiger- oder Signalraum-Darstellung der möglichen Ersatzsymbole bei CPFSK mit einem Modulationsindex $\eta = 0,5$;

10 Fig. 4b eine Zeiger- oder Signalraum-Darstellung der möglichen Ersatzsymbole bei CPFSK mit einem irrationalen Modulationsindex η ;

Fig. 5 ein Ersatzschaltbild eines verzerrenden Übertragungskanals;

15 Fig. 6 einen Ausschnitt aus einem Trellis-Diagramm zur Erläuterung der Viterbi-Entzerrung; und

20 Fig. 7 ein vereinfachtes Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen Viterbi-Decodierers, ausgelegt für das PSP-Verfahren.

Fig. 1 zeigt den bekannten prinzipiellen Aufbau eines digitalen Übertragungssystems, wie es beispielsweise im Mobilfunk zur Signalübertragung eingesetzt wird.

25 Eine Sendeeinrichtung SE nimmt ein (beispielsweise durch ein Mikrophon erzeugtes) analoges Quellensignal Q entgegen und führt dieses einem Codierer COD zu. Der Codierer COD umfaßt in nicht dargestellter Weise einen Analog-Digital-Umsetzer
30 zur Digitalisierung des Quellensignals Q und kann ferner einen Quellencodierer, einen Kanalcodierer, einen Verschachteler und einen Blockbildner enthalten, die das digitalisierte Quellensignal Q in geeigneter Weise komprimieren, fehlerschutzcodieren, verschachteln und in Datenblöcke unterteilen.

35 Der Codierer COD gibt ein digitales Datensignal aus, das aus einer Symbolfolge $\{d_n\}$ der Datensymbole d_0, d_1, \dots besteht,

denen beispielsweise der Wertevorrat $\{-1, 1\}$ zugrunde liegt. Die Symbolfolge $\{d_n\}$ wird einer Modulatoreinrichtung MOD zugeführt, die in Abhängigkeit von der Symbolfolge $\{d_n\}$ einen hochfrequenten Träger moduliert. Das dabei erzeugte modulierte, zeitabhängige, reelle Sendesignal $s(t)$ wird in einen Übertragungskanal eingespeist, d.h. beispielsweise über eine Sendeantenne SA als Funksignal abgestrahlt.

Die Datensymbole d_0, d_1, \dots werden im folgenden auch als Eingabedatensymbole (für die Modulatoreinrichtung) bezeichnet.

Bei der Übertragung des Sendesignals $s(t)$ über den Übertragungskanal können Signalverzerrungen und Signalstörungen auftreten.

Der verzerrende Einfluß des Übertragungskanals wird durch eine Funktion beschrieben, die als Kanalimpulsantwort $h(\tau, t)$ bezeichnet wird. Der dem verzerrten Signal überlagerte, additive Störungsanteil wird durch eine Funktion $n(t)$ beschrieben. Ein an einem Empfänger EM empfangenes zeitkontinuierliches Empfangssignal $z(t)$ ergibt sich demnach zu

$$z(t) = \int_0^{\infty} h(\tau, t) \cdot s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (1)$$

Der Empfänger EM empfängt das am Ausgang des Übertragungskanals vorliegende (verzerrte und gestörte) reelle Empfangssignal $z(t)$ z.B. über eine Empfangsantenne EA. Das Empfangssignal $z(t)$ wird einem Demodulator DMOD zugeführt. Dieser digitalisiert und demoduliert das Empfangssignal $z(t)$. Am Ausgang des Demodulators DMOD steht eine Symbolfolge $\{\hat{d}_n\}$ bereit, deren Elemente \hat{d}_n Schätzwerte der zugehörigen Eingabedatensymbole d_n sind. Die Decodierung der demodulierten Symbolfolge $\{\hat{d}_n\}$ erfolgt in einem ausgangsseitig des Demodulators DMOD angeordneten Decodierers DCOD.

Zur Erläuterung der CPFSK-Modulation zeigt Fig. 2 in Form eines Blockschaltbildes die Struktur einer bekannten CPFSK-Modulatoreinrichtung MOD. Dabei sind in Fig. 2 reellwertige Größen durch einen einfachen Pfeil und komplexwertige Größen durch einen Doppelpfeil kenntlich gemacht.

Der CPFSK-Modulator MOD weist im Signalweg ein Filter F, einen Phasenakkumulator P, eine Einrichtung KE zur Erzeugung einer komplexen Einhüllenden $e(t)$, eine Mischstufe MI und eine Einrichtung Re zur Bildung des Realteils eines einlaufenden Signals auf. Am Ausgang der letztgenannten Einrichtung Re steht das (reelle) modulierte Signal $s(t)$ zur Verfügung.

Das Filter F weise die reelle Impulsantwort $g(t)$ auf. Die Impulsantwort $g(t)$ wird im folgenden als Basisbandimpuls bezeichnet. Die Impulsform und die (zeitliche) Länge des Basisbandimpulses $g(t)$ definieren die CPFSK-Modulationsart.

Bekanntlich können verschiedene Impulsformen, beispielsweise Rechteckimpulse, \cos^2 -Impulse oder auch Gauß-Impulse, als Basisbandimpuls eingesetzt werden.

Die Impulslänge $T \cdot K$ des Basisbandimpulses $g(t)$ (d.h. die Zeitdauer, über die der Basisbandimpuls $g(t)$ einen von Null verschiedenen Wert aufweist) kann sich über $K = 1, 2, 3, \dots$ Symbolzeitdauern T erstrecken. Bei $K = 1$ wird von Full-Response-Modulationsarten gesprochen. Erstreckt sich der Basisbandimpuls $g(t)$ über mehrere Symbolzeitdauern (d.h. $K = 2, 3, \dots$), werden sogenannte Partial-Response-Modulationsarten generiert.

Das am Ausgang des Filters F auftretende reelle Pulsamplituden-modulierte Frequenzsignal $f(t)$ ist eine lineare Überlagerung zeitverschobener und mit den Symbolen d_n der Eingabedatensymbolfolge $\{d_n\}$ gewichteter Versionen von $g(t)$:

$$f(t) = \sum_n d_n g(t - nT) \quad (2)$$

Im Phasenakkumulator P wird das Pulsamplituden-modulierte
Frequenzsignal $f(t)$ zur Bildung eines Phasensignals $\varphi(t)$ in-
5 tegriert.

In der Einrichtung KE zur Erzeugung der komplexen Einhüllenden $e(t)$ wird diese gemäß der Gleichung

$$10 \quad e(t) = \exp\{j(\varphi(t) + \varphi_0)\} \quad (3)$$

aus dem Phasensignal $\varphi(t)$ berechnet. Dabei bezeichnet j die
imaginäre Einheit und φ_0 eine Integrationskonstante. Folglich
ergibt sich die komplexe Einhüllende $e(t)$ nach:

$$15 \quad e(t) = \exp\left\{j\left(2\pi\Delta F \int_{-\infty}^t f(\tau) d\tau\right)\right\} \quad (4)$$

Dabei bezeichnet ΔF den bei der Modulation eingesetzten Fre-
quenzhub. Der Modulationsindex η ist in üblicher Weise durch
20 $\eta = 2\Delta FT$ definiert.

Die komplexe Einhüllende $e(t)$ wird dann in der Mischstufe MI
mit dem hochfrequenten Träger der Frequenz f_0 multipliziert.
Der Realteil (Re) des heraufgemischten Signals ist das modu-
25 lierte Sendesignal $s(t)$.

Die primär nichtlineare CPFSK-Modulation läßt sich gemäß dem
bereits erwähnten Artikel von P. A. Laurent näherungsweise
als eine lineare Modulation unter Verwendung von Ersatzsymbo-
30 len a_n anstelle der Eingabedatensymbole d_n darstellen:

$$e(t) \approx \sum_n a_n \cdot C_0(t - nT) \quad (5)$$

Zwischen dem sogenannten Elementarimpuls $C_0(t)$ und dem Basisbandimpuls $g(t)$ besteht eine bekannte, funktionale Beziehung, die es ermöglicht, bei vorgegebener CPFSK-Modulationsart (d.h. bei vorgegebenem Basisbandimpuls $g(t)$) den zugehörigen Elementarimpuls $C_0(t)$ zu bestimmen. In diesem Zusammenhang wird auf den bereits erwähnten Artikel von P. A. Laurent verwiesen, welcher durch Bezugnahme zum Gegenstand der vorliegenden Schrift wird.

- 10 Zwischen den Ersatzsymbolen a_n und den Eingabedatensymbolen d_n besteht die folgende Beziehung:

$$a_n = \exp \left\{ j\pi\eta \sum_{i=-\infty}^n d_i \right\} \quad (6)$$

- 15 Jedes Ersatzsymbol ergibt sich demzufolge aus den akkumulierten Eingabedatensymbolen.

Gleichung (6) zeigt, daß nur für den Fall eines rationalen Modulationsindex η eine endliche Anzahl von Ersatzsymbolen existiert. Aus Gleichung (6) folgt ferner die Beziehung:

$$a_n = a_{n-1} \exp \{ j\pi\eta d_n \} \quad (7)$$

- Fig. 4a zeigt eine Zeiger- oder Signalraum-Darstellung der möglichen Ersatzsymbole a_n bei CPFSK mit einem Modulationsindex $\eta = 0,5$. Auf der x-Achse ist der Realteil und auf der y-Achse der Imaginärteil aufgetragen. Es wird deutlich, daß bei $\eta = 0,5$ vier Zustände existieren, d.h. die Ersatzsymbole a_n (bei einer Anfangsphase von 0) für $d_n = 1$ oder -1 lediglich die vier Werte $1, j, -1, -j$ annehmen können. Diese vier Werte von a_n werden als Modulationsalphabet bezeichnet.

- Es sei beispielsweise $a_{n-1} = 1$. Durch ein Eingabedatensymbol $d_n = 1$ wird der durch den gestrichelt gezeichneten Pfeil dargestellte Zustandsübergang zu $a_n = j$ erzeugt. Der Wert des Ersatzsymbols zum Zeitschritt n beschreibt den Zustand des

Senders. Er ist durch die Folge der Eingabedatensymbole (siehe Gl. 6) bestimmt. Der Senderzustand kann durch einen Zeiger oder Phasor veranschaulicht werden, welcher der Ortsvektor des Ersatzsymbols a_n in der komplexen Zahlenebene ist.

- 5 Anschaulich gesprochen wird der Sender-Phasor in jedem Zeitschritt durch das zugehörige Eingabedatensymbol weitergedreht, wobei der Modulationsindex η den Drehwinkel bestimmt.

- 10 Im folgenden wird anhand Fig. 3 zunächst die als solche bekannte Grundstruktur eines Demodulators DMOD für die Demodulation eines CPFSK-Signals für den Fall eines ISI-behafteten Übertragungskanals mit additivem Rauschen erläutert. Der Demodulator DMOD soll aus dem Empfangssignal $z(t)$ die Eingabedatensymbolfolge $\{d_n\}$ bestimmen. Komplexwertige Größen sind
15 wiederum durch einen Doppelpfeil dargestellt.

- Der Demodulator DMOD umfaßt eine Mischstufe MI, die mit der Frequenz f'_0 betrieben wird (idealerweise gilt $f_0 = f'_0$), und die zum Heruntermischen des Empfangssignals $z(t)$ in das Basisband dient. Ebenfalls möglich ist eine Bearbeitung des
20 Empfangssignals $z(t)$ im Bandpaßbereich mit einer geeignet gewählten Zwischenfrequenz.

- 25 Zur Bandbreitenbegrenzung wird ein Tiefpaßfilter TF verwendet. Nach der Filterung erfolgt eine Abtastung des heruntergemischten, gefilterten Empfangssignals $z(t)$ mittels eines Analog-Digital-Umsetzers ADC. Die Abtastung erfolgt mindestens im Symboltakt $1/T$.

- 30 Am Ausgang des ADC steht eine Folge $\{y_n\}$ bestehend aus komplexwertigen Abtastwerten y_n bereit. Die Folge $\{y_n\}$ ist das verzerrte und gestörte Datensignal am Kanalausgang.

- Die Folge $\{y_n\}$ von komplexwertigen Abtastwerten wird einem
35 Viterbi-Entzerrer VIT zugeführt. Der Viterbi-Entzerrer VIT umfaßt einen Kanalschätzer KS sowie eine ACS- (Add-Compare-

Select-)Berechnungseinheit ACS. Beiden werden die komplexwertigen Abtastwerte y_n eingegeben.

Die Abtastwerte y_n lassen sich in einem einfachen Modell,
5 siehe Fig. 5, in dem der Übertragungskanal als endlicher, getakteter Automat beschrieben wird, gemäß

$$y_n = \sum_{l=0}^L a_{n-l} h_l + n_n \quad (8)$$

10 als zeitdiskrete Faltung des aktuellen und der letzten L gesendeten Ersatzsymbole mit L+1 Kanalimpulsantworten h_0, h_1, \dots, h_L , zuzüglich einer die additive Störung $n(t)$ repräsentierenden Störsymbolfolge $\{n_n\}$, bestehend aus Störsymbolen n_n , ausdrücken. Der Automat umfaßt ein Schieberegister SR bestehend aus L Speicherzellen T. Vor und hinter jeder Speicherzelle T befinden sich jeweils Abgriffe (insgesamt L+1 Stück), die zu Multiplizierern M führen, welche die Werte der Datensymbole mit jeweils einer Kanalimpulsantwort h_0, h_1, \dots, h_L multiplizieren. Die Ausgabestufe des Automaten wird durch
15 einen Addierer AD realisiert, der die Ausgänge der L+1 Multiplizierer aufaddiert.
20

Zunächst wird der VA basierend auf einer Zustandsbeschreibung mittels Senderzuständen (Phasoren) beschrieben. Zum n-ten
25 Zeitschritt wird dem Schieberegister SR eingangsseitig das Ersatzsymbol a_n zugeführt. Die Speicherzellen des Schieberegisters SR speichern in diesem Moment die zuvor eingegebenen Ersatzsymbole ($a_{n-L}, \dots, a_{n-2}, a_{n-1}$). Die Speicherzellen T arbeiten als Verzögerungsglieder mit der Verzögerungszeit T,
30 d.h. mit jedem Zeitschritt ändert sich im allgemeinen der Speicherinhalt einer jeden Speicherzelle, da das abgespeicherte Ersatzsymbol in die nächste Speicherzelle T geschoben wird.

35 Zur empfängerseitigen Rekonstruktion einer Ersatzsymbolfolge $\{a_n\}$ bestehend aus p+1 Elementen (p ist eine ganze positive

Zahl) besagt die MLSE (Maximum-Likelihood Sequence Estimation), daß als mutmaßlich gesendete Folge diejenige $\{\hat{a}_n\}$ der möglichen $p+1$ -elementigen Ersatzsymbolfolgen $\{a_n\}$ im Empfänger zu bestimmen ist, deren Symbole, gewichtet mit den im Empfänger geschätzten Kanalimpulsantworten $\hat{h}_0, \hat{h}_1, \dots, \hat{h}_L$, den geringsten Euklidischen Abstand zu der Folge der gemessenen Abtastwerte y_n hat. Die Bedingung für die gesuchte $p+1$ -elementige Ersatzsymbolfolge $\{\hat{a}_n\}$ lautet demnach:

$$\sum_{n=0}^{L+p} \left(y_n - \sum_{l=0}^L a_{n-l} \hat{h}_l \right)^2 = \text{Minimum für } \{a_n\} = \{\hat{a}_n\} \quad (9)$$

Der Grundgedanke des Viterbi-Algorithmus (VA) besteht darin, die MLSE-Bedingungsgleichung (9) rekursiv zu lösen.

15

Bei der herkömmlichen VA-Demodulation eines CPFSK-modulierten Signals wird zur Definition eines kombinierten Sender- und Kanalzustands in einem Trellis-Zustandsdiagramm der Speicherinhalt des Schieberegisters SR und eine akkumulierte Anfangsphase $\phi_{n-L-1} = \pi \eta \sum_{l=-\infty}^{n-L-1} d_l$ herangezogen. Für die zuletzt

20

auftretenden Ersatzsymbole $a_{n-L}, \dots, a_{n-2}, a_{n-1}$ wird dieser Zustand durch das $L+1$ -Tupel $A_n = (\phi_{n-L-1}; a_{n-L}, \dots, a_{n-2}, a_{n-1})$ beschrieben. Dieser Zustand ist im Empfänger unbekannt.

25 Allgemein kann ein kombinierter Sender- und Kanalzustand im Zeitschritt n durch das $L+1$ -Tupel $Z_n = (\tilde{\phi}_n; z_n^{L-1}, \dots, z_n^1, z_n^0)$ beschrieben werden, wobei mit der Variablen z_n^0 der Speicherinhalt der eingangsseitig ersten Speicherzelle T im Zeitschritt n , mit den Variablen z_n^1, \dots, z_n^{L-1} die Speicherinhalte der nachfolgenden Speicherzellen T im Zeitschritt n und mit der Variablen $\tilde{\phi}_n$ die Anfangsphase ϕ_{n-L-1} bezeichnet werden. Jede der Variablen $z_n^{L-1}, \dots, z_n^1, z_n^0$ kann die Werte des Modulationsalphabets (d.h. bei der herkömmlichen VA die Werte der Ersatzsymbole) annehmen.

30

Die gesendete Folge $\{a_n\}$ bestimmt einen Pfad durch das Trellis-Diagramm. In einem Trellis-Diagramm sind über den Zeitschritten n jeweils sämtliche mögliche Zustände Z_n oder eine geeignete Auswahl von möglichen Zuständen (reduziertes Trellis-Diagramm) aufgetragen. Der VA ermittelt zur Schätzung der gesendeten Folge $\{a_n\}$ die Folge $\{A_n\}$ der Zustände durch das Trellis-Diagramm. Der durch die Folge $\{A_n\}$ bestimmte Pfad durch das Trellis-Diagramm wird als bester oder "kürzester" Pfad durch das Trellis-Diagramm bezeichnet.

Fig. 6 zeigt am Beispiel eines M-stufigen Ersatzsymbol-Datensignals und eines rationalen Modulationsindex (für die Darstellung wurde entsprechend Fig. 4a $M = 4$ gewählt) einen Ausschnitt des Trellis-Diagramms für die beiden Zeitschritte n und $n+1$. Jeder Kreis repräsentiert einen der in dem betrachteten Trellis-Diagramm berücksichtigten Zustände. Die Zustände zum Zeitschritt n werden mit Z_n^1, Z_n^2, \dots , allgemein Z_n^i , bezeichnet, d.h. der tiefgestellte Index n gibt den Zeitschritt an und der hochgestellte Index i indiziert die verschiedenen Zustände. Eine entsprechende Notation wird für die Zustände zum Zeitschritt $n+1$ verwendet.

Jeder Zustand zum Zeitschnitt $n+1$ kann durch M Übergänge ausgehend von M unterschiedlichen Vorgänger-Zuständen zum Zeitschritt n erreicht werden. Betrachtet werden nun diejenigen M möglichen Vorgänger-Zustände zum Zeitschritt n , die zu einem bestimmten, mit dem Index q gekennzeichneten Zustand Z_{n+1}^q zum Zeitschritt $n+1$ führen. Für jeden dieser M möglichen Vorgänger-Zustände $Z_n^{i1}, Z_n^{i2}, \dots, Z_n^{iM}$ zum Zeitschritt n , die in Fig. 6 durch gefüllte Kreise dargestellt sind (d.h. in Fig. 6 ist $i1=1, i2=3, i3=4$ und $iM=i4=6$), wurde bei der vorherigen Rekursion bereits der kürzeste, auf diesen Zustand führende Pfad $P(Z_n^{i1}), P(Z_n^{i2}), P(Z_n^{i3})$ bzw. $P(Z_n^{iM})$ ermittelt. Diese kürzesten Pfade werden, wie bereits erwähnt, jeweils durch die Folge der auf dem Pfad liegenden Vorgänger-Zustände repräsentiert, d.h. $P(Z_n^i) = \{Z_0^a, Z_2^b, Z_3^c, \dots, Z_n^i\}$, wobei a, b, c die

Indizes dieser bereits früher ermittelten Vorgänger-Zustände sind.

Die Frage ist, welcher dieser M Pfade, die zu den möglichen
 5 Vorgänger-Zuständen $Z_n^{i1}, Z_n^{i2}, \dots, Z_n^{iM}$ hinführen, derjenige
 ist, welcher, wenn er zu dem betrachteten Zustand Z_{n+1}^q im
 Zeitschritt $n+1$ fortgesetzt wird, den kürzesten Pfad $P(Z_{n+1}^q)$
 zu diesem Zustand Z_{n+1}^q aufbaut.

10 Zur Beantwortung dieser Frage wird beim VA für jeden der be-
 trachteten Übergänge (zwischen einem der möglichen Vorgänger-
 Zustände $Z_n^{i1}, Z_n^{i2}, \dots, Z_n^{iM}$ und dem betrachteten Ziel-Zustand
 Z_{n+1}^q) ein Übergangsmetrikwert (oder Metrikinkrement)
 $I(Z_n^{i1}, Y_n), I(Z_n^{i2}, Y_n), \dots, I(Z_n^{iM}, Y_n)$ berechnet, und zwar gemäß:

15

$$I(Z_n^i, Y_n) = \left(Y_n - \sum_{l=1}^L z_n^{l-1, (i)} \hat{h}_1 - a_n^{(i \rightarrow q)} \hat{h}_0 \right)^2 \quad (10)$$

$i = i1, i2, \dots, iM,$

20 Dabei werden nach der bereits eingeführten Notation die M
 möglichen, bekannten Vorgänger-Zustände jeweils durch ein
 $L+1$ -Tupel $Z_n^i = (\tilde{\phi}_n^{(i)}; z_n^{L-1, (i)}, \dots, z_n^{1, (i)}, z_n^{0, (i)})$, $i = i1, i2, \dots,$
 iM , beschrieben und $a_n^{(i \rightarrow q)}$ bezeichnet dasjenige Ersatzsymbol,
 das den Vorgänger-Zustand mit Index i in den Ziel-Zustand mit
 25 Index q überführt, d.h. es gilt $z_{n+1}^{0, (q)} = a_n^{(i \rightarrow q)}$.

Aufgrund der rekursiven Berechnungsweise ist zum Zeitschritt
 n für jeden der M möglichen Vorgänger-Zustände $Z_n^{i1}, Z_n^{i2}, \dots,$
 Z_n^{iM} bereits eine minimale Metrik $Me(Z_n^{i1}), Me(Z_n^{i2}), \dots, Me(Z_n^{iM})$
 30 berechnet worden. Auf der Basis dieser bekannten M minimalen
 Metriken $Me(Z_n^{i1}), Me(Z_n^{i2}), \dots, Me(Z_n^{iM})$ für die möglichen Vor-
 gänger-Zustände und der berechneten M Übergangsmetrikwerte
 $I(Z_n^i, Y_n)$ für die jeweiligen Übergänge wird der VA-Pfad-Ent-
 scheidungsprozeß für den Zeitschritt n durchgeführt. Er um-
 35 faßt drei Schritte:

- Durch einen **Additionsschritt** ("ADD") werden die mit $me^i(Z_{n+1}^q)$ bezeichneten M Kandidaten für die minimale Metrik des betrachteten Ziel-Zustands Z_{n+1}^q als Summe jeweils der minimalen Metrik einer der Vorgänger-Zustände und des zugehörigen Metrikinkrements nach

$$me^i(Z_{n+1}^q) = Me(Z_n^i) + I(Z_n^i, Y_n), \quad i = i_1, i_2, \dots, i_M \quad (11)$$

10

berechnet.

- Durch einen **Vergleichsschritt** ("COMPARE") wird diejenige der M berechneten Metriken $me^i(Z_{n+1}^q)$ bestimmt, die den kleinsten Wert aufweist. Diese wird die minimale Metrik $Me(Z_{n+1}^q)$ des betrachteten Ziel-Zustands Z_{n+1}^q .

- Durch einen **Auswahlschritt** ("SELECT") wird derjenige Vorgänger-Zustand der M möglichen Vorgänger-Zustände $Z_n^{i_1}, Z_n^{i_2}, \dots, Z_n^{i_M}$ ausgewählt, der Ausgangspunkt des Übergangs zum Zustand Z_{n+1}^q mit der minimaler Metrik $Me(Z_{n+1}^q)$ ist, d.h. es wird der Index i, bezeichnet als $i(q)$, ermittelt, für den $me^i(Z_{n+1}^q) = Me(Z_{n+1}^q)$ gilt. Damit ist der richtige Vorgänger-Zustand bestimmt. Der entsprechende Pfad wird in den Zustand Z_{n+1}^q verlängert, die Pfade, die zu den übrigen Vorgänger-Zuständen führen, werden nicht weiter verfolgt. Die akkumulierte Phase $\tilde{\phi}_n^{(i)}$ wird zur Berechnung des Eingabedatensymbols bezüglich des ermittelten Eingabedatensymbols $a_n^{(i(q) \rightarrow q)}$ benötigt.

30

Diese drei Schritte sind als ACS-(Add-Compare-Select-)Operation bekannt. Anschaulich gesprochen wird im Rahmen einer ACS-Operation für jeden Zustand zum Zeitschritt $n+1$ festgestellt, aus welchem Pfad die bisher empfangenen Daten mit höchster Wahrscheinlichkeit kommen. Nur dieser Pfad ("survivor") wird fortgesetzt, d.h. bei der nächsten ACS-

35

Operation noch berücksichtigt. Das in jedem Schritt praktizierte Verwerfen von möglichen Pfaden begründet die Aufwands-günstigkeit des VA zur Lösung der MLSE.

- 5 Diese bekannte Anwendung des VA bei der Demodulierung eines CPFSK-Signals ist nur für rationale Modulationsindizes möglich. Bei einem nicht rationalen Modulationsindex würden sich unendlich viele Zustände pro Zeitschritt ergeben, weshalb der Trellis nicht realisierbar bzw. implementierbar wäre.

10

Dies wird anhand Fig. 4b verdeutlicht, welche eine der Fig. 4a vergleichbare Zeiger- oder Signalraum-Darstellung der Ersatzsymbole bei CPFSK, jedoch unter Zugrundelegung eines irrationalen Modulationsindex η , zeigt. Aufgrund des irrationalen Modulationsindex η existieren unendlich viele Werte (Zustände) für a_n , d.h. es liegt ein Modulationsalphabet unendlicher großer Mächtigkeit vor. Die ersten 13 Ersatzsymbole a_1, a_2, \dots, a_{13} , die durch Zustandsübergänge bewirkt werden, welche jeweils durch ein Eingabedatensymbol $d = 1$ erzeugt werden, sind in Fig. 4b dargestellt. Ferner ist der dem Zustand a_1 zugeordnete Phasor eingezeichnet.

15

20

25

Der erfindungsgemäßen TST-Demodulierung eines CPFSK-Signals wird kein vorgegebenes Ersatzsymbol-Modulationsalphabet zugrundegelegt, sondern es wird das ein Zeitschritt zurückliegende ($n-1$ -te), bei der Modulation auftretende Ersatzsymbol (Senderzustand) im darauffolgenden (n -ten) Zeitschritt empfängerseitig geschätzt. Der Senderzustand wird im Empfänger durch Schätzung "nachgeführt".

30

35

Diese Vorgehensweise ermöglicht, die rekursive MLSE eines CPFSK-modulierten Signals auf der Basis kombinierter Sender- und Kanalzustände, die nicht mehr die akkumulierte Phase enthalten, durchzuführen. Es wird also ein alternativer Trellis betrachtet. Die Zustände dieses Trellis werden so zugewiesen, daß dort nur die letzten L Eingabedatensymbole entsprechend der vorhandenen ISI berücksichtigt werden. Der i -te Zustand

des der erfindungsgemäßen rekursiven MLSE zugrundeliegenden Trellis-Diagramms zum Zeitschritt n kann daher (unter Beibehaltung der bereits erläuterten Schreibweise) allgemein durch das L -Tupel $Z_n^i = (z_n^{L-1,(i)}, \dots, z_n^{1,(i)}, z_n^{0,(i)})$ beschrieben, wobei
 5 die Variablen $z_n^{L-1,(i)}, \dots, z_n^{1,(i)}, z_n^{0,(i)}$ jetzt allerdings die möglichen Werte der Eingabedatensymbole d_n , d.h. $\{1, -1\}$, annehmen können.

Das heißt, der tatsächliche, im Empfänger unbekannte Zustand
 10 zum Zeitschritt n ist jetzt durch das L -Tupel $D_n = (d_{n-L}, \dots, d_{n-2}, d_{n-1})$ der L letzten Eingabedatensymbole gegeben. Der folgenden Beschreibung der Erfindung liegt diese neue Definition eines Zustands zugrunde.

15 Die erfindungsgemäße Durchführung einer ACS-Operation wird für das Beispiel $L = 2$ erläutert. Gemäß Gleichung (9) gilt die Beziehung:

$$\begin{aligned} \sum_{l=0}^L a_{n-l} \hat{h}_l & \stackrel{L=2}{=} a_n \hat{h}_0 + a_{n-1} \hat{h}_1 + a_{n-2} \hat{h}_2 \\ 20 \quad & = a_{n-1} e^{j\pi\eta d_n} \hat{h}_0 + a_{n-1} \hat{h}_1 + a_{n-1} e^{j\pi\eta(-d_{n-1})} \hat{h}_2 \end{aligned}$$

Mit $\hat{r}_n^{(i)}$ wird das ungestörte, rekonstruierte Signal zum Zeitschritt n im Zustand mit Index i , d.h. Z_n^i , bezeichnet. Dieses kann gemäß der vorstehenden Beziehung geschrieben werden
 25 als:

$$\begin{aligned} \hat{r}_n^{(i)} &= \sum_{l=0}^L a_{n-l}^{(i)} \hat{h}_l \\ &= a_{n-1}^{(i)} e^{j\pi\eta d_n^{(i \rightarrow q)}} \hat{h}_0 + a_{n-1}^{(i)} \hat{h}_1 + a_{n-1}^{(i)} e^{j\pi\eta(-z_n^{0,(i)})} \hat{h}_2 \\ &= a_{n-1}^{(i)} \left(e^{j\pi\eta d_n^{(i \rightarrow q)}} \hat{h}_0 + \hat{h}_1 + e^{j\pi\eta(-z_n^{0,(i)})} \hat{h}_2 \right) \end{aligned} \quad (12)$$

30 wobei mit $a_{n-1}^{(i)}$ die dem i -ten Zustand zu den Zeitschritten $n-1$ zugeordneten Ersatzsymbole bezeichnet werden und mit $d_n^{(i \rightarrow q)}$ dasjenige Eingabedatensymbol bezeichnet wird, das zum Zeit-

schritt n von dem Vorgänger-Zustand mit Index i in den Ziel-Zustand mit Index q führt. Bezüglich der Ersatzsymbole wird nur für $a_{n-1}^{(i)}$, d.h. für das um einen Zeitschritt zurückliegende Ersatzsymbol, ein Wert benötigt. Da die Zustandsbeschreibung bei der erfindungsgemäßen MLSE nicht mehr anhand von Ersatzsymbolen erfolgt, ist $a_{n-1}^{(i)}$ im Empfänger unbekannt.

Es wird daher im Empfänger ein Schätzwert für $a_{n-1}^{(i)}$ ermittelt. Der Schätzwert wird mit $\hat{a}_{n-1}^{(i)}$ bezeichnet. Das Prinzip, unter Ermittlung eines Schätzwertes $\hat{a}_{n-1}^{(i)}$ für $a_{n-1}^{(i)}$ eine MLSE auf der Basis einer Zustandsbeschreibung durch Eingabedatensymbole zu ermöglichen, ist ein grundlegender Aspekt des TST.

Nach der Ermittlung eines Schätzwertes $\hat{a}_{n-1}^{(i)}$ für $a_{n-1}^{(i)}$ wird das ungestörte, rekonstruierte Signal gemäß Gleichung (12) zusammen mit dem (gestörten, verzerrten) empfangenen Signal y_n zur Berechnung eines Übergangsmetrikwertes

$$I(Z_n^i, y_n) = (y_n - \hat{x}_n^{(i)})^2 \quad (13)$$

herangezogen. Die Durchführung der ACS-Operation erfolgt dann in der bereits anhand Fig. 6 erläuterten Weise (jetzt unter Zugrundelegung der auf den Eingabedatensymbolen basierenden Trellis-Zustände Z_n^i).

Die Ermittlung des Schätzwertes $\hat{a}_{n-1}^{(i)}$ kann anhand des für den vorherigen Zeitschritt ermittelten Schätzwertes $\hat{a}_{n-2}^{(i)}$ erfolgen: Der geschätzte Senderzustand oder Sender-Phasor wird inkremental nachgeführt.

Eine erste Möglichkeit hierfür besteht darin, vereinfachend anzunehmen, daß $a_{n-1}^{(i)}$ für alle Zustände i (in demselben Zeitschritt) identisch ist, d.h. für jeden Zeitschritt nur ein einziger "generalisierter" Senderzustand geschätzt werden muß. Dies kann gemäß

$$\hat{a}_{n-1}^{(i)} = \hat{a}_{n-1} = \hat{a}_{n-2} \exp\{j\pi\eta\hat{d}_{n-1}\} \quad (14)$$

erfolgen, wobei \hat{d}_{n-1} ein beispielsweise mittels einer DFE-Technik erzeugter (vorläufiger) Wert für das n-te Eingabedatensymbol d_n ist. Zur Durchführung eines solchen Verfahrens ist ein Entzerrer mit quantisierter Rückführung, sog. DF- (Decision Feedback-)Entzerrer, geeignet.

Eine zweite Möglichkeit zur Berechnung der Schätzwerte $\hat{a}_{n-1}^{(i)}$ für $a_{n-1}^{(i)}$ aus $\hat{a}_{n-2}^{(i)}$ ergibt sich aus der Beziehung:

$$\hat{a}_{n-1}^{(i)} = \hat{a}_{n-2}^{(i)} \exp\{j\pi\eta\hat{d}_{n-1}\} \quad (15)$$

Wiederum kann eine DFE-Technik zur Ermittlung eines Wertes für \hat{d}_{n-1} eingesetzt werden.

Eine dritte Möglichkeit besteht darin, die Schätzwerte $\hat{a}_{n-1}^{(i)}$ auf der Basis des bereits erwähnten PSP-Verfahrens zu ermitteln. Das PSP-Verfahren ist in US 5,432,821 beschrieben und wird durch Bezugnahme zum Inhalt der vorliegenden Schrift.

Das PSP-Verfahren beruht allgemein darauf, einen Schätzwert für eine empfängerseitig unbekannte, einem bestimmten Zustand zugeordnete Größe auf der Basis von (im Empfänger bereits vorliegender) Information bezüglich des Pfades, der zu diesem Zustand hinführt, zu generieren.

Die Ermittlung von $\hat{a}_{n-1}^{(i)}$ nach dem PSP-Verfahren kann in allgemeiner Form durch die Gleichung

$$\hat{a}_{n-1}^{(i)} = G(S(Z_n^i)) \quad (16)$$

beschrieben werden. Dabei ist $S(Z_n^i)$ die dem Pfad $P(Z_n^i)$ (d.h. desjenigen Pfades P , der zum Zeitschritt n im Zustand i endet) zugeordnete Sequenz von bereits entschiedenen Eingabedaten-symbolen, die im folgenden mit

$$S(Z_n^i) = (d_0^{P(Z_n^i)}, d_1^{P(Z_n^i)}, \dots, d_{n-1}^{P(Z_n^i)}) \quad (17)$$

bezeichnet wird. $G(\cdot)$ bezeichnet eine Schätzfunktion, die einer solchen Sequenz von entschiedenen Eingabedatensymbolen einen Schätzwert zuordnet.

Eine speziellere Form des PSP-Verfahrens zur Ermittlung von $\hat{a}_{n-1}^{(i)}$ wird durch den Ausdruck

$$\hat{a}_{n-1}^{(i)} = \hat{a}_{n-2}^{(i)} \exp\{j\pi\eta G(S(Z_n^i))\} \quad (18)$$

angegeben. Ein einfaches Beispiel für $G(\cdot)$ ist in diesem Fall:

$$G(S(Z_n^i)) = d_{n-1}^{P(Z_n^i)} = z_n^{0,(i)} \quad (19)$$

d.h.

$$\hat{a}_{n-1}^{(i)} = \hat{a}_{n-2}^{(i)} \exp\{j\pi\eta d_{n-1}^{P(Z_n^i)}\} \quad (20)$$

In Gleichung 20 wird zur inkrementalen Nachführung des Sender-Phasors jeweils das im vorhergehenden Zeitschritt $n-1$ auf dem betrachteten Pfad entschiedene Eingabedatensymbol herangezogen.

Das PSP-Verfahren kann zur Ermittlung weiterer im Empfänger unbekannter Parameter eingesetzt werden. In diesem Zusammenhang wird darauf hingewiesen, daß die Anwendung des vorstehend beschriebenen TST-Demodulationsverfahrens empfindlich davon abhängt, wie genau der Modulationsindex η des Senders im Empfänger bekannt ist. Der im Empfänger zur Demodulation verwendete Modulationsindex wird im folgenden mit $\hat{\eta}$ bezeichnet. Bereits geringe Abweichungen zwischen dem wahren Modulationsindex η und dem empfängerseitig eingesetzten Modulationsindex $\hat{\eta}$ führen zu deutlichen Einbußen in der Leistungsfä-

higkeit des TST-Algorithmus. Ursache hierfür ist, daß eine Abweichung $\Delta\eta$ des empfängerseitig angenommenen Modulationsindex gegenüber dem wahren Modulationsindex η (das heißt $\eta = \hat{\eta} + \Delta\eta$) zum Zeitschritt n einen Phasenfehler $\Delta\phi_n^{(\eta)}$ gemäß der

5 Beziehung

$$\Delta\phi_n^{(\eta)} = \pi\Delta\eta \sum_{k=0}^n d_k \quad (21)$$

bewirkt ($\Delta\eta$ wird hier der Einfachheit halber als zeitlich konstant vorausgesetzt). Der Phasenfehler $\Delta\phi_n^{(\eta)}$ ist also von

10 der zuvor gesendeten Datenfolge $(d_0, d_1, \dots, d_{n-1})$ abhängig. Dieser Phasenfehler geht gemäß Gleichung (12) in das ungestörte, rekonstruierte Signal ein.

15 Für den Fall, daß die Frequenzmodulation, wie in Fig. 2 dargestellt, relativ zu einer Trägerfrequenz f_0 vorgenommen wird und auf Empfängerseite die Verschiebung um die Trägerfrequenz durch Heruntermischen rückgängig gemacht wird, kann ein Frequenz-Offset zwischen der Trägerfrequenz f_0 des Senders und

20 der Frequenz f'_0 , die zum Heruntermischen verwendet wird, auftreten. Dieser Frequenz-Offset, oder auch eine Drift einer der beiden Frequenzen, wirkt sich ebenfalls als Phasenfehler des ungestörten, rekonstruierten Signals aus. Beispielsweise führt ein zeitlich konstanter Frequenz-Offset $\Delta f = f_0 - f'_0$ zu

25 einem Phasenfehler mit linearem Verlauf:

$$\Delta\phi_n^{(\Delta f)} = 2\pi \cdot \Delta f \cdot n \cdot T \quad (22)$$

Zur Bestimmung des Phasenfehlers wird die Phasendifferenz

30 zwischen dem rekonstruierten Signal (siehe Gleichung 12) und dem empfangenen, verzerrten Signal y_n , d.h.

$$\hat{\phi}_n^{(i)} = -\arg(\hat{x}_n^{(i)} \cdot y_n^*) \quad (23)$$

bestimmt. Dabei bezeichnet "arg" den Winkel einer komplexen Zahl im Bogenmaß und "*" bezeichnet die komplex Konjugierte der mit dem Stern versehenen komplexen Zahl.

- 5 Der Phasenfehler $\hat{\phi}_n^{(i)}$ wird zur Phasenkorrektur des ungestörten, rekonstruierten Signals $\hat{r}_n^{(i)}$ eingesetzt, indem gemäß der folgenden Beziehung anstelle von $\hat{a}_{n-1}^{(i)}$ ein korrigierter Wert

$$\hat{a}_{n-1, \text{korrigiert}}^{(i)} = G(S(Z_n^i)) \cdot \exp(j\hat{\phi}_n^{(i)}) \quad (24)$$

10

ermittelt wird. Dieser korrigierte Wert berücksichtigt die genannten Einflußgrößen (Modulationsindex-Variationen, Frequenz-Offsets und -Drifts) bei der Schätzung des zurückliegenden Senderzustands. Gemäß Gl. 12 folgt für die Phasenkorrektur des ungestörten, rekonstruierten Signals $\hat{r}_n^{(i)}$:

15

$$\hat{r}_{n, \text{korrigiert}}^{(i)} = \hat{r}_n^{(i)} \cdot \exp(j\hat{\phi}_n^{(i)}) \quad (25)$$

20

Der Phasenfehler $\hat{\phi}_n^{(i)}$ bildet ebenfalls einen unbekannten Parameter in dem VA. Eine datenbasierte Schätzung dieses unbekannten Parameters kann ebenfalls mit der PSP-Methode realisiert werden. Das heißt, daß für jeden Pfad ("survivor") innerhalb des Trellis-Diagramms die für diesen Pfad getroffenen Eingabedatensymbol-Entscheidungen für eine Schätzung dieses unbekannten Parameters in Analogie zu den Gleichungen 16, 17 verwendet werden. Der unbekannte Parameter wird nach jedem Zeitschritt geschätzt und es findet eine Aktualisierung desselben statt. Der aktualisierte Schätzwert des unbekannten Parameters (Phasenfehler $\hat{\phi}_n^{(i)}$) wird dann wie bereits beschrieben für die nächste Berechnung eines Übergangsmetrikwertes verwendet.

25

30

Um gefilterte Schätzwerte für die Phasenfehler zu erhalten, werden die Phasenfehler, die für die einzelnen Zustände bestimmt wurden, gefiltert. Als Filter kann z.B. ein IIR-Filter erster Ordnung eingesetzt werden, der gefilterte Schätzwert

35

für den Zustand mit dem Index i zum n -ten Zeitschritt ergibt sich gemäß der Beziehung:

$$\hat{\theta}_n^{(i)} = \beta_1 \hat{\phi}_n^{(i)} + \beta_2 \hat{\phi}_{n-1}^{(i)} \quad (26)$$

5

Dabei bezeichnen β_1 und β_2 geeignet gewählte Filterkonstanten.

10

Fig. 7 zeigt ein Blockschaltbild einer erfindungsgemäßen Einrichtung zur Durchführung der TST-MLSE. In dem Beispiel wird sowohl für die Ermittlung der ersten Schätzwerte (für die Ersetzsymbole) als auch für die Ermittlung der zweiten Schätzwerte (für die Phasenfehler) die PSP-Methode eingesetzt.

15

Der Viterbi-Entzerrer VIT nimmt, wie in Fig. 3 dargestellt, die komplexwertigen Abtastwerte y_n entgegen und gibt die geschätzten Eingabedatensymbole \hat{d}_n mit einer Demodulationsverzögerung D aus. Der Entzerrer VIT umfaßt einerseits einen Abschnitt A2 zur Ausführung der ACS-Operationen. Der Abschnitt

20

A2 umfaßt eine erste Einheit ADD zur Berechnung der Metrikwerte, eine zweite Einheit COM, in welcher ein Vergleich der aktualisierten Metriken vorgenommen wird, und eine dritte Einheit SEL, welche die Auswahloperation durchführt, das heißt denjenigen Pfad in den betrachteten Zielzustand mit Index q fortsetzt, für den in der zweiten Einheit COM die kleinste Metrik ermittelt wurde (Der Index des dabei gefundene Vorgänger-Zustands ist wie bereits erwähnt $i(q)$).

25

Andererseits umfaßt der Entzerrer VIT einen ersten Berechnungsabschnitt A1, der dem zweiten Berechnungsabschnitt A2 im Signalweg vorgeschaltet ist. Der erste Berechnungsabschnitt A1 umfaßt einen Kanalschätzer KS, M Unbekannte-Parameter-Schätzer UPE_1, \dots, UPE_M , M Berechnungsabschnitte TM_1, \dots, TM_M zur Berechnung von Übergangsmetrikwerten und einen Pfadspeicher MEM.

35

Der Kanalschätzer KS berechnet die geschätzten Kanalparameter $\hat{h}_0, \dots, \hat{h}_L$ und teilt diese den Berechnungsabschnitten TM_1, \dots, TM_M für die Berechnung der Übergangsmetrikwerte mit.

- 5 In dem Pfadspeicher MEM sind die Sequenzen von entschiedenem Eingabedatensymbolen $S(Z_n^i)$ bezüglich sämtlicher in Trellis-Diagramm verfolgter Pfade abgespeichert. Ihre Anzahl entspricht der Anzahl der im Trellis-Diagramm betrachteten Zustände, das heißt ist gleich M oder größer. Die Sequenzen von
 10 entschiedenem Eingabedatensymbolen werden mit jedem Zeitschritt fortgeschrieben.

Im folgenden wird die Arbeitsweise des Viterbi-Entzerrers VIT bezüglich eines vorgegebenen Zielzustands Z_{n+1}^q betrachtet.

- 15 Den Unbekannte-Parameter-Schätzern UPE_1, \dots, UPE_M werden die den möglichen Vorgänger-Zuständen des betrachteten Zustands zugeordneten Sequenzen von entschiedenem Eingabedatensymbolen aus MEM zugeführt. Die Unbekannte-Parameter-Schätzer UPE_1, \dots, UPE_M schätzen für jeden Pfad den Zustand $\hat{a}_{n-1}^{(i1)}, \dots, \hat{a}_{n-1}^{(iM)}$ des
 20 Senders zum vorhergehenden Zeitschritt und teilen die Schätzwerte den Berechnungsabschnitten TM_1, \dots, TM_M für die Berechnung der Übergangsmetrikwerte mit. Gemäß Gleichung 18 werden die Schätzwerte für die Ersatzsymbole (d.h. die pfadbezogenen Senderzustände) im Nachführbetrieb ermittelt.

25

Die in den Berechnungsabschnitten TM_1, \dots, TM_M berechneten Übergangsmetrikwerte $I(Z_n^{i1}, y_n), \dots, I(Z_n^{iM}, y_n)$ werden der Additions-Einheit ADD zugeführt und in der bereits beschriebenen Weise in den Einheiten COM und SEL weiterverarbeitet. Nach
 30 Durchführung der ACS-Operationen zu sämtlichen Zielzuständen zum Zeitschritt $n+1$ sind die Pfade (survivors) für diesen Zeitschritt ermittelt.

- 35 Schaltungstechnisch kann der Viterbi-Entzerrer VIT in nicht dargestellter Weise auch so ausgelegt sein, daß die ACS-Operationen für sämtliche Zielzustände parallel durchgeführt werden.

Zur Schätzung der Phasenfehler der ungestörten, rekonstruierten Signale sind weitere, mit einer gestrichelten Linie eingezeichnete Unbekannte-Parameter-Schätzer UPE'_1, \dots, UPE'_M ,

5 vorhanden, die eine Schätzung der jeweiligen Phasenfehler entsprechend den Gleichungen 21 bis 23 und/oder 26 vornehmen. Die geschätzten Phasenfehler bzw. geschätzten gefilterten Phasenfehler werden ebenfalls den Berechnungsabschnitten TM_1, \dots, TM_M mitgeteilt. Durch die Berücksichtigung dieser Phasenfehler (gemäß Gleichungen 24 und 25, analog bei der Zugrundelegung gefilterter geschätzter Phasenfehler) bei der Berechnung der Übergangsmetrikwerte in den Berechnungsabschnitten TM_1, \dots, TM_M wird die Leistungsfähigkeit der TST-Methode wesentlich erhöht.

15

Abschließend wird darauf hingewiesen, daß alternativ zu dem in Fig. 7 gezeigten Viterbi-Entzerrer VIT, welcher unbekannte Parameter auf der Basis des PSP-Verfahrens ermittelt, auch ein DF-Entzerrer vorgesehen sein kann.

20

Patentansprüche

1. Verfahren zum Schätzen einer Folge von Datensymbolen, die
- CPFSK-moduliert und
5 - über einen gestörten Kanal übertragen wird,
anhand eines am Ausgang des Kanals erhaltenen, verzerrten Datensignals durch wiederholtes Ausführen von ACS-Operationen, wobei bei einer ACS-Operation zur Berechnung eines Übergangsmetrikwertes, welcher einem Übergang von einem möglichen Vorgänger-Zustand zum Zeitschritt n zu einem Zielzustand zum
10 Zeitschritt n+1 zugeordnet ist,
- ein erster Schätzwert für ein bei der linearen Näherung der CPFSK auftretendes Ersatzsymbol bezüglich des n-1-ten Zeitschrittes ermittelt und für die Berechnung des Übergangsmetrikwertes herangezogen wird.
15
2. Verfahren nach Anspruch 1,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
- daß die Ermittlung des ersten Schätzwertes bezüglich des
20 n-1-ten Zeitschritts unter Verwendung des im vorhergehenden Zeitschritt ermittelten ersten Schätzwertes bezüglich des n-2-ten Zeitschritts erfolgt.
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
25 - daß zu jedem möglichen Vorgänger-Zustand eine gesonderte Ermittlung eines ersten Schätzwertes durchgeführt wird, und zwar auf der Basis von auf dem zu dem betrachteten Vorgänger-Zustand (Z_n^i) führenden Pfad ($P(Z_n^i)$) getroffenen Entscheidungen von Datensymbolen.
30
4. Verfahren nach Anspruch 3,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
- daß die Ermittlung des ersten Schätzwertes nach der Gleichung
35 $\hat{a}_{n-1}^{(i)} = \hat{a}_{n-2}^{(i)} \exp\left\{j\pi n d_{n-1}^{P(Z_n^i)}\right\}$ erfolgt, wobei $\hat{a}_{n-1}^{(i)}$ bzw. $\hat{a}_{n-2}^{(i)}$ die ersten Schätzwerte für das n-1-te bzw. n-2-te Er-

satzsymbol zum Vorgänger-Zustand mit Index i sind, $d_{n-1}^{P(Z_n^i)}$ ein im Empfänger entschiedenes Datensymbol bezüglich des zu dem betrachteten Vorgänger-Zustand Z_n^i hinführenden Pfads $P(Z_n^i)$ zum $n-1$ -ten Zeitschritt ist, und η den Modulationsindex bezeichnet.

5. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet,

- daß ein zweiter Schätzwert für eine Phasenkorrektur eines für die Berechnung des Übergangsmetrikwertes unter Verwendung des ersten Schätzwertes ermittelten rekonstruierten Signalwertes ermittelt und bei der Berechnung des Übergangsmetrikwertes berücksichtigt wird.

6. Verfahren nach Anspruch 5

dadurch gekennzeichnet,

- daß für jeden Vorgänger-Zustand eine gesonderte Ermittlung eines zweiten Schätzwertes durchgeführt wird, und zwar auf der Basis von auf dem zu dem betrachteten Vorgänger-Zustand (Z_n^i) führenden Pfad ($P(Z_n^i)$) getroffenen Entscheidungen von Datensymbolen.

7. Verfahren nach Anspruch 5 oder 6,

dadurch gekennzeichnet,

- daß zur Ermittlung des zweiten Schätzwertes eine Phasendifferenz zwischen dem rekonstruierten Signalwert und einem Wert eines empfangenen Datensymbols des verzerrten Datensignals berechnet wird.

8. Einrichtung zum Schätzen einer Folge von Datensymbolen,

die von einem Sender CPFSK-moduliert und über einen gestörten Kanal übertragen wird, mit

- einer Einrichtung (A2) zur Durchführung von ACS-Operationen,

- einer Einheit (TM_1, \dots, TM_M) zur Berechnung von Übergangsmetrikwerten, die berechnete Übergangsmetrikwerte der Ein-

richtung (A2) zur Durchführung von ACS-Operationen mitteilt, und

- einem ersten Mittel (UPE_1, \dots, UPE_M) zur Ermittlung erster Schätzwerte für bei der linearen Näherung der CPFSK auftretende Ersatzsymbole, das ermittelte erste Schätzwerte der
5 Einheit (TM_1, \dots, TM_M) zur Berechnung von Übergangsmetrikwerten mitteilt, wobei
- die Berechnungseinheit (TM_1, \dots, TM_M) einen Übergangsmetrikwert für einen Übergang von einem möglichen Vorgänger-
10 Zustand zum Zeitschritt n zu einem Zielzustand zum Zeitschritt $n+1$ in Abhängigkeit von einem Schätzwert für ein bei der linearen Näherung der CPFSK auftretendes Ersatzsymbol bezüglich des $n-1$ -ten Zeitschritts berechnet.

15 9. Einrichtung nach Anspruch 8,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t,

- daß das erste Mittel (UPE_1, \dots, UPE_M) die Ermittlung des ersten Schätzwertes bezüglich des $n-1$ -ten Zeitschritts unter Verwendung des im vorhergehenden Zeitschritt ermittelten ersten Schätzwertes bezüglich des $n-2$ -ten Zeitschritts
20 durchführt.

10. Einrichtung nach Anspruch 8 oder 9,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t,

- daß das erste Mittel eine Mehrzahl von ersten Berechnungsabschnitten (UPE_1, \dots, UPE_M) umfaßt, wobei jeder erste Berechnungsabschnitt ($UPE_1; \dots; UPE_M$) einem möglichen Vorgänger-Zustand zugeordnet ist, und
- daß jeder erste Berechnungsabschnitt ($UPE_1; \dots; UPE_M$) eine
30 gesonderte Berechnung eines ersten Schätzwertes für das $n-1$ -te Ersatzsymbol auf der Basis von getroffenen Entscheidungen von Datensymbolen für den zu dem Vorgänger-Zustand (Z_n^i) hinführenden Pfad ($P(Z_n^i)$) durchführt.

35 11. Einrichtung nach Anspruch 10,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t,

- daß jeder erste Berechnungsabschnitt ($UPE_1; \dots; UPE_M$) die Berechnung des ersten Schätzwertes nach der Gleichung

$$\hat{a}_{n-1}^{(i)} = \hat{a}_{n-2}^{(i)} \exp\left\{j\pi\eta d_{n-1}^{P(Z_n^i)}\right\} \text{ durchföhrt, wobei } \hat{a}_{n-1}^{(i)} \text{ bzw.}$$

- 5 $\hat{a}_{n-2}^{(i)}$ die ersten Schätzwerte für das n-1-te bzw. n-2-te Er-
satzsymbol zu dem jeweiligen Vorgänger-Zustand mit Index i
sind, $d_{n-1}^{P(Z_n^i)}$ ein im Empfänger entschiedenes Datensymbol be-
züglich des zu dem Vorgänger-Zustand Z_n^i führenden Pfads
 $P(Z_n^i)$ zum n-1-ten Zeitschritt ist, und η den Modulationsin-
dex bezeichnet.

10

12. Einrichtung nach einem der Ansprüche 8 bis 11,

g e k e n n z e i c h n e t d u r c h

- ein zweites Mittel (UPE'_1, \dots, UPE'_M) zur Ermittlung eines
zweiten Schätzwertes für eine Phasenkorrektur, das ermit-
15 telte zweite Schätzwerte der Einheit (TM_1, \dots, TM_M) zur Be-
rechnung von Übergangsmetrikwerten mitteilt, wobei diese
Berechnungseinheit (TM_1, \dots, TM_M) für die Berechnung eines
Übergangsmetrikwertes unter Verwendung des zweiten Schätz-
wertes eine Phasenkorrektur eines anhand des ersten Schätz-
20 wert es ermittelten rekonstruierten Signalwertes durchföhrt.

13. Einrichtung nach Anspruch 12,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t,

- daß das zweite Mittel eine Mehrzahl von zweiten Berech-
25 nungsabschnitten (UPE'_1, \dots, UPE'_M) umfaßt, wobei jeder
zweite Berechnungsabschnitt (UPE'_1, \dots, UPE'_M) einem der
möglichen Vorgänger-Zustände zugeordnet ist, und
- daß jeder zweite Berechnungsabschnitt ($UPE_1; \dots; UPE_M$) eine
gesonderte Berechnung eines zweiten Schätzwertes für die
30 Phasenkorrektur auf der Basis von getroffenen Entscheidun-
gen von Datensymbolen für den zu dem Vorgänger-Zustand
(Z_n^i) führenden Pfad ($P(Z_n^i)$) durchföhrt.

Zusammenfassung

Demodulationsverfahren und Demodulator für CPFSK-modulierte Signale

5

Bei einem Verfahren zum Schätzen einer Folge von Datensymbolen eines CPFSK-modulierten, über einen gestörten Kanal übertragenen Datensignals wird im Rahmen einer ACS-Operation zur Berechnung eines Übergangmetrikwertes ein Schätzwert für ein

10 bei der linearen Näherung der CPFSK auftretendes Ersatzsymbol ermittelt und bei der Berechnung des Übergangmetrikwertes berücksichtigt.

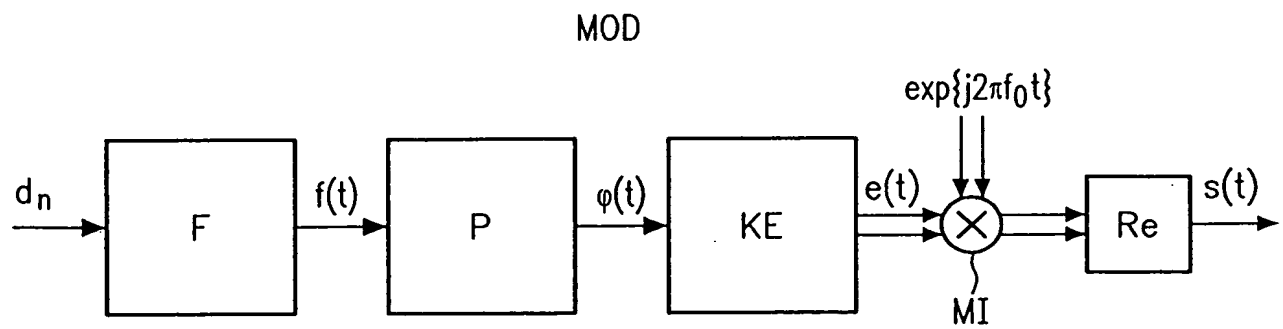
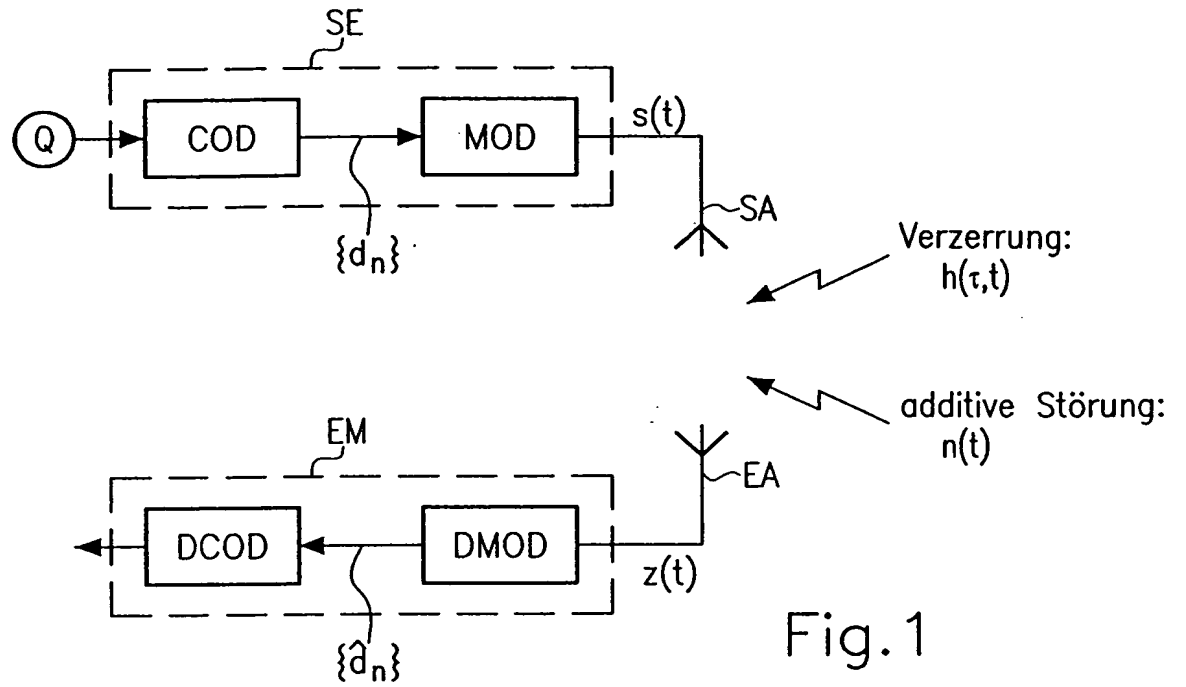


Fig.2

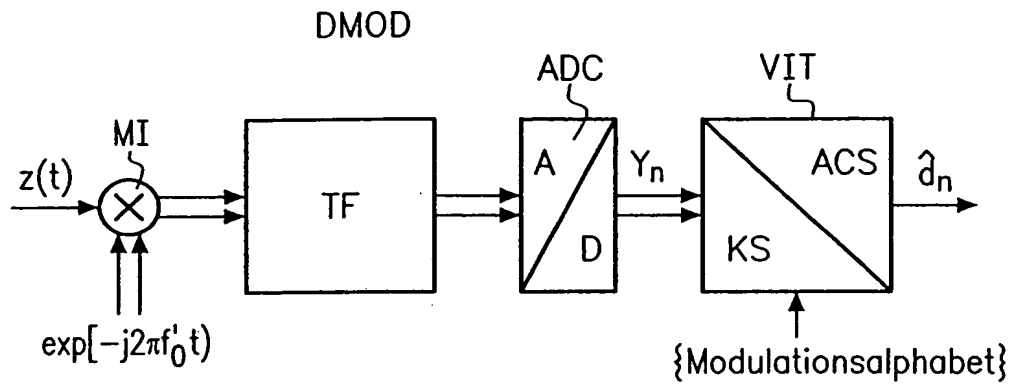


Fig.3

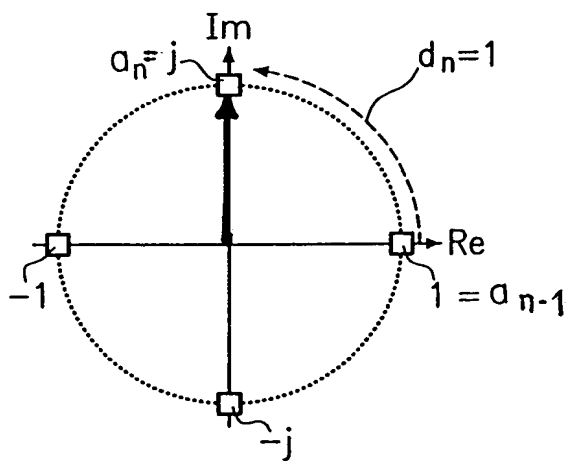


Fig.4a

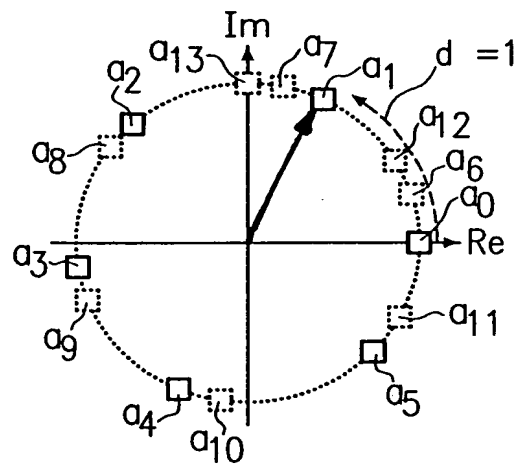


Fig.4b

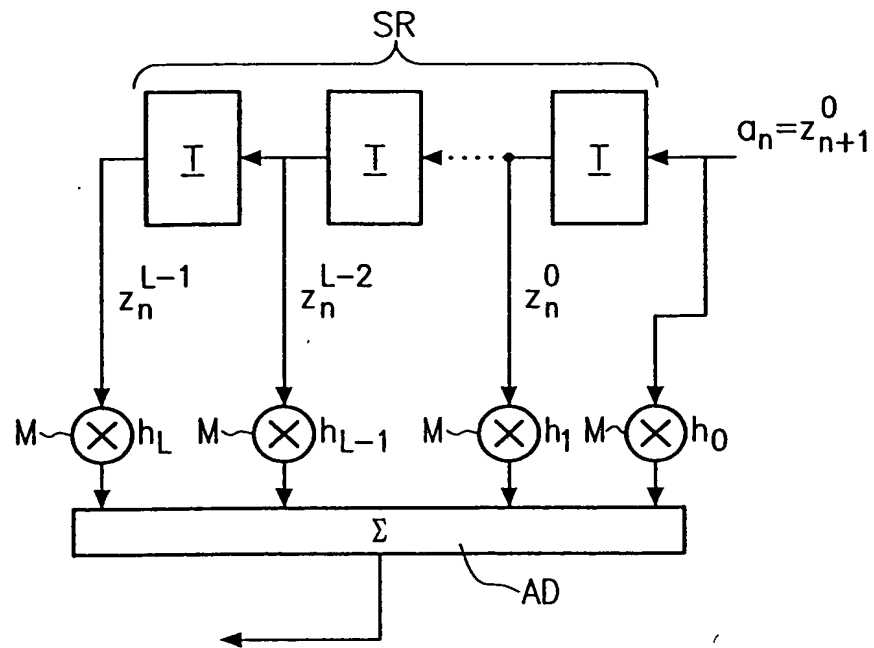


Fig.5

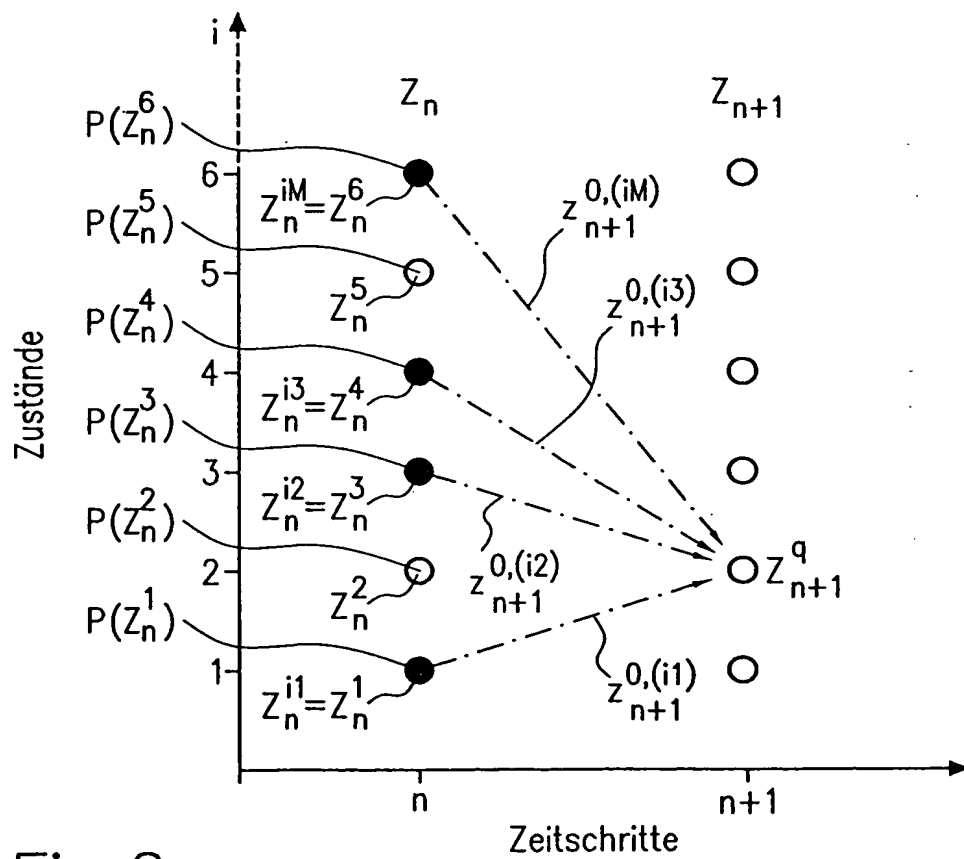


Fig.6

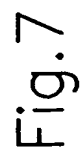


Fig. 7